

A Study on the Improved Winding Method in Tubular Linear Induction Motor

*任 達 鎬·洪 正 杓**
(Dal-Ho Im · Jung-Pyo Hong)

Abstract—In this paper, we propose the one—Ampere conductor method which is able to calculate the flux distribution conceptually and easily, and the improved winding method which suppresses space harmonics of magnetomotive force and enhances the coefficient of utilization of primary iron core in tubular linear induction motor. We carry out no—load test to verify effectiveness of proposed method and analyze characteristics by finite element method. As a result, performances are improved and propriety of primary iron core is enhanced comparing with conventional model.

Key Words : TLM(Tubular Linear Induction Motor), one—Amper Conductor(전류도체), Winding Method(권선방법), Effectiveness of Primary Core (일차철심 이용율), Space Harmonics(공간고조파)

1. 서 론

직선추진력을 얻기 위해 기존의 회전형전동기를 이용할 경우에는 회전운동을 직선운동으로 변환하기 위한 크랭크, 벨트, 랙, 피니언등의 직선운동변환장치가 필요하게 됨에 따라 기계적변환장치에서 발생하는 손실, 마모, 소음 등의 문제가 수반된다. 따라서, 교통차량용기기, 산업용기기, 사무자동화기기 등에서 요구되는 직선추진력을 직접 발생시킬 수 있는 직선형 유도전동기에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있으며, 직선형 유도전동기의 응용분야가 점점 다양해지고 있다. [1]

또한 선형유도전동기의 여러가지 1차여자 권선방법이 제시되었으나 제작상의 편의성과 여자 권선에 의한 자속밀도의 공간분포를 고려할 때 양단부에서는 1층권으로, 중앙부에서는 2층권으로 권선하는 것이 좋기 때문에 일반적으로 이 방법을 채택하고 있다.[2] 직선형유도전동기의

추진력발생원리는 일반 회전형유도전동기의 회전력발생원리와 동일하지만 구조적으로 단부가 존재하여 나타나게되는 단부효과로 인하여 성능이 저하된다. 특히 직선형유도전동기는 권선을 시행할 수 있는 일차철심의 길이가 제한되어 일차여자권선의 이상적인 분포권을 시행하는데에 한계가 있으며, 이상적인 분포권을 시행하였다 하더라도 일차철심의 양단부에서의 자속밀도가 중앙부에서의 자속밀도보다 낮아지게 되는 현상은 피할 수가 없다.[2][3] 즉, 종래의 권선방법에 의하면 일차철심의 양단부에는 일층권이 시행되고 중앙부에서는 이층권이 시행되어 일차측 양단부와 중앙부에서의 자속밀도의 크기가 달라지게 된다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 보완하기 위해서 공극의 기자력분포파형을 개선하고, 양단부에서의 자속밀도 저하현상을 억제하여, 일차철심의 이용율을 높일 수 있는 새로운 권선방법을 제안하였다. 대상모델로서는 평판형 선형유도전동기에 비해 일차여자권선의 독립여자가 가능하여 여자방법에 자유도가 큰 Tubular형 선형유도전동기로 하였다. 공극자속밀도의 계산은 단일도체에 의한 공극자속밀도를 계산한 후, 공간과 시

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授·工博

**正 會 員 : 漢陽大 大學院 電氣工學科 博士課程

接受日字 : 1994年 9月 9日

1 次修正 : 1994年 12月 22日

간위상차를 고려하여 일차여자권선 전체에 의한 공극자속밀도분포를 계산하는 전류도체법(one-Ampere conductor method)[4]을 이용하였으며, 이를 검증하기 위해 TLIM(Tubular Linear Induction Motor)을 제작하여 일차여자권선을 모의직류 순시전류로 여자하여가며 공극에서의 자속밀도분포를 측정하였다. 또한, 3상 입력전류에 의한 이동자계와 2차도체의 도전율을 고려한 부하특성을 해석하기 위해 유한요소법을 이용한 축대칭 3차원해석을 하여 권선방법 개선 전후의 특성변화를 비교검토하였다.

2. 전류도체법에 의한 공극자속밀도계산

공극자속밀도분포는 기기의 특성을 결정하는 가장 중요한 파라미터 중에 하나로서, 이를 계산하기 위하여 한 코일에 의해 형성되는 자극을 기본으로 하는 것이 일반적인 방법이었다.[5]

본 논문에서는 공극자속밀도를 계산하기 위하여 전류도체법(one-Ampere conductor method)을 이용하였다. 전류도체법이란 회전기의 압페어-콘덕터(Ampere-conductor) 개념에 상당하는 여자전류도체의 최소단위인 단일전류도체(one conductor element)에 의한 공극자속밀도를 계산한 후, 공간과 시간위상차를 고려하여 일차전류도체 전체가 동시에 여자되었을 경우의 공극자속밀도를 구하는 방법이다.[4]

공극자속밀도를 계산하기 위해 다음과 같은 가정을 두었다.

- ① 일차 및 이차철심의 비투자율은 무한대이다.
즉, 여자권선에 의한 모든 기자력은 공극에만 분포한다.
- ② 자속의 프린징(fringing)현상은 없다.

2.1 공극자속밀도 계산의 기본식

공극의 길이가 g 이고, 1차철심길이가 L 인 1차철심내의 임의위치 p 점에 기자력(Ni)가 되는 단일도체가 놓여 있다고 하였을 때, 이 단일도체에 의해 발생하는 공극에서의 자속밀도분포는 그림1과 같으며, p 점 좌우의 자속밀도 B_L 과 B_R 의 값은 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

즉, p 점의 좌측과 우측의 자기저항을 각각

R_L, R_R 이라 하면 자기회로의 전체자기저항 R 은 가정으로부터 식 (1)과 같이 쓸 수 있다.

$$R = R_L + R_R = \frac{g}{\mu_0 \cdot Zp \cdot s} + \frac{g}{\mu_0 \cdot (L - Zp) \cdot s} \tag{1}$$

여기에서 μ_0 는 공극의 투자율이며, s 는 θ 방향의 원주길이이다.

한편 자속 Φ 는 다음과 같다.

$$\Phi = \frac{Ni}{R} = \frac{\mu_0 \cdot Ni \cdot Zp \cdot (L - Zp) \cdot s}{g \cdot L} \tag{2}$$

이제 식 (2)로부터 p 점의 좌,우측에서의 자속밀도 B_L, B_R 는 각각 식 (3),(4)와 같이 쓸 수 있다.

$$B_L = \frac{\mu_0 \cdot Ni}{g} \cdot \frac{L - Zp}{L} \tag{3}$$

$$B_R = \frac{\mu_0 \cdot Ni}{g} \cdot \frac{Zp}{L} \tag{4}$$

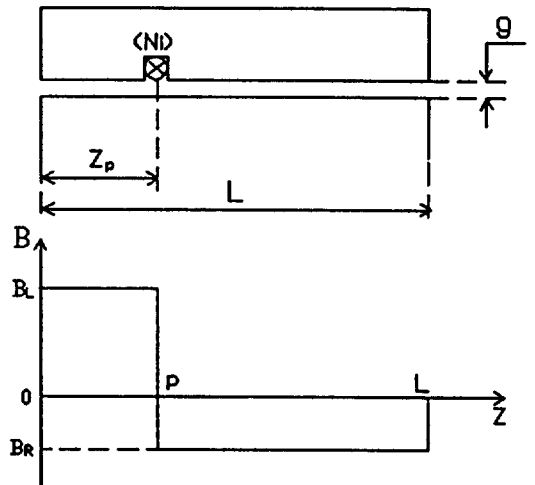


그림 1 단일도체에 의한 공극자속밀도분포
Fig. 1 Flux distribution by one conductor element

2.2 다도체에 의한 공극자속밀도

두개의 전류도체 1,2의 기자력이 각각 $(Ni)_1, (Ni)_2$ 라 할 때 두 전류도체에 의한 공극자속밀도의 계산은 두 전류도체에 대하여 각각 식(3),(4)를 이용하여 별도로 계산한 다음, 두 전류도체가 동시에 작용한 경우로 보아 계산결과치를 중첩시켜 계산하면 된다. 그림 2-(a)에 두 전류도체의 위치와 $(Ni)_1$ 에 의한 공극자속밀도분포는 실선으로, $(Ni)_2$ 에 의한 공극자속밀도분포는 파선으로 나타내었으며, 그림 2-(b)가 합성된 공극자속밀도분포를 나타내고 있다.

길이 L 인 일차철심내에 n 개의 전류도체가 분포하여 동시에 작용하였을 경우에도 이와 동일한 방법으로 공극자속밀도를 계산할 수가 있다. 즉, 그림3과 같이 길이 L 인 철심내에 각각 (Ni) 의 기자력을 갖는 n 개의 전류도체가 분포하여 동시에 작용하였을 경우, 임의위치 $p(Z_m < Z_p < Z_{m+1})$ 에서의 자속밀도 계산식은 식 (5)와 같다.

$$Bp = \sum_{K=1}^m (BLK) + \sum_{K=m+1}^n (BRK)$$

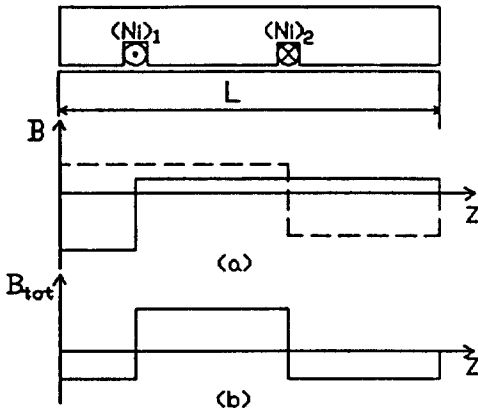


그림 2 두 전류도체에 의한 공극자속밀도분포
Fig. 2 Flux distribution by a pair of conductor

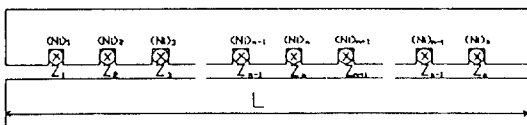


그림 3 전류도체분포
Fig. 3 Current element distribution.

$$= -\frac{\mu_0}{g \cdot L} \cdot \sum_{K=1}^m (Ni)_K Z_K + \frac{\mu_0}{g \cdot L} \cdot \sum_{K=m+1}^n (Ni)_K \cdot (L - Z_K) \quad (5)$$

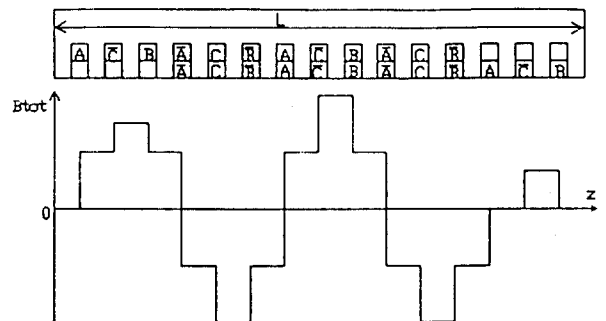
n : 권선수

3. 권선방법 개선

본 연구에서는 공극자속밀도분포와 일차철심의 이용율을 고려하여 일차철심의 모든 슬롯에 대하여 2층권을 시행하여 일차철심길이를 줄일 수 있는 권선방법을 제안하였다.

3.1 공극자속밀도분포

매극 매상 당의 슬롯수가 1이고, 슬롯피치 t_s 인 그림 4와 같은 15슬롯 구조의 3상 4극기를 대상으로 각 상 전류도체에 의해 만들어지는 공극자속밀도분포를 검토한다. 여기에서 각 상전류의 방향을 바(bar)를 이용하여 들어가는 방향과 나오는 방향을 구분하였다. 이제 각 상의 전류도체가 그림과 같이 분포하고, 3상평형 전류에 의해 여자될 경우, 양단부에 1층권으로 분포된 전류도체 중에서 양단부의 중앙부(그림 4의 C 상 전류도체)에 있는 C 상 성분만을 포함하도록 하여 C, A, B 상의 전류도체가 기존에 있던 C 상에 더하였다고 가정한다. 이때, 3상 평형 전류의 A, B, C 상에 의한 합성기자력은 항상 '0'이기 때문에 전



- A : A상 (+)방향 전류성분.
- Ā : A상 (-)방향 전류성분.
- B : B상 (+)방향 전류성분.
- B̄ : B상 (-)방향 전류성분.
- C : C상 (+)방향 전류성분.
- C̄ : C상 (-)방향 전류성분.

그림 4 전류도체분포와 합성자속밀도
(종래형, $wt = 90^\circ$)

Fig. 4 Distribution of Ampere conductor and flux distribution.
(Conventional type, $wt = 90^\circ$)

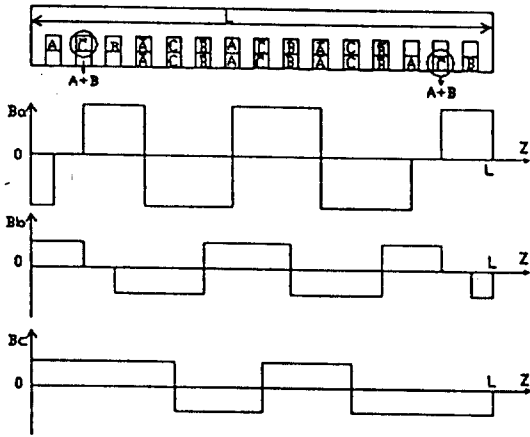


그림 5 각 상의 자속밀도분포($wt = 90^\circ$)
 Fig. 5 Flux distribution by each phase.
 ($wt = 90^\circ$)

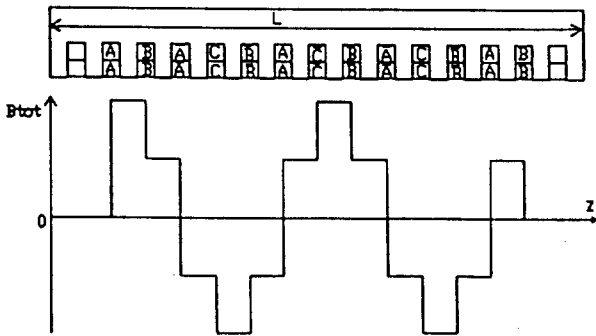


그림 6 합성 자속밀도(L 일정, $wt = 90^\circ$)
 Fig. 6 Flux distribution.
 (L is constant, $wt = 90^\circ$)

제 기자력은 더하기 이전의 원래상태와 변화가 없다.[6][7] 또한 더해진 $\bar{C}, \bar{A}, \bar{B}$ 상 전류도체와 원래의 \bar{C} 상 전류도체를 각 상의 벡터도로부터 새로운 두개의 전류도체 성분(A,B상)으로 치환시킬 수가 있다. 즉, \bar{A} 상과 \bar{C} 상의 합을 B상으로, \bar{B} 상과 \bar{C} 상의 합을 A상으로 치환한다. 이와 같이 단부의 중앙부(\bar{C} 상 전류도체)에 위치한 전류도체를 새로운 두개의 전류도체 성분으로 치환시키고난 후의 각상 전류도체에 의한 자속밀도분포를 그림 5에 나타내었다. 그림 5-a), b), c)는 각각 A상, B상, C상 전류도체만에 의한 자속밀도이며, a), b)에서 보는 바와 같이 새롭게 치환된 두상(A,B상)에 대하여 전체철심 중에서 자속밀도가 항상 '0' 이 되는 무효부분이 나타나게

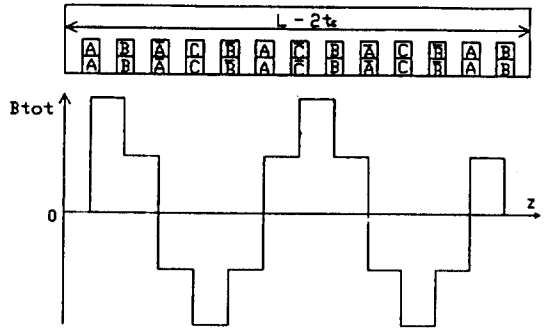


그림 7 합성 자속밀도(개선형, $wt = 90^\circ$)
 Fig. 7 Flux distribution.
 (Improved type, $wt = 90^\circ$)

된다.

따라서 1,14번 슬롯에 있는 A상 전류도체를 2,13번 슬롯으로 이동하고, 2,15번 슬롯에 위치한 B상 전류도체를 2,14번 슬롯으로 이동시켜 무효부분을 없앨 수가 있다. 결과적으로 기존에 있던 1,15번 슬롯은 전류도체가 없는 빈 슬롯이 되고, 나머지의 모든 슬롯은 2층권 전류분포를 갖게 된다. 결국, 그림 6에서 보는 바와같이 일차철심의 길이를 일정하게 하였을 경우에는 양단부에 있는 빈 슬롯은 자속을 확보하는데 기여하지 못하는 무효부분이 되게 된다. 따라서 그만큼의 일차철심 길이를 줄일 수 있게 된다.

종래형의 15슬롯 전류도체분포와 일차철심의 길이를 줄인 개선형의 13슬롯 전류도체분포에 의한 합성 자속밀도분포를 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 보는 바와 같이 기존에 있던 2층권 전류분포를 갖고 있던 철심 중앙부(종래형의 4번-12번 슬롯)의 자속밀도는 개선 전·후에 변화가 없으나, 양단부의 자속밀도가 종래형에 비해 개선형이 높아졌다는 것을 알 수 있다.

3.2 권선방법의 개선

이상의 내용을 정리하여 권선방법 개선안을 일반화하여 정리하면 다음과 같다.

단계 1) 1층 전류도체로 양단부의 가운데(3상의 경우 \bar{C} 상도체)에 별도의 전류도체를 추가한다.

즉, ○ 원래의 1층분포와 동일한 전류성분을 포함시킨다.

○ 각 상의 위상차를 고려하여 전·후의 기자력 총합은 변화가 없도록 한다.

- 단계 2) 두 전류도체의 합성성분 전류도체로 치환한다.
- 단계 3) 단계 2)에서 합성한 전류도체 성분 중에 일부를 인접한 같은 상의 전류도체 위치로 이동시킨다.
- 즉, ○ 단부로부터 멀어지는 내측분포 위치로 이동시킨다.
 - 동일한 전류도체성분의 위치로 이동시킨다.
- 단계 4) 양단부의 전류도체성분을 내측분포 위치로 이동시킨다.
- 즉, ○ 단부로부터 멀어지는 내측분포 위치로 이동시킨다.
 - 동일한 전류도체성분의 위치로 이동시킨다.

3.3 사례연구

권선방법 개선의 구체적인 사례를 매극 매상 당의 슬롯수가 1이고, 슬롯피치 t_s 인 그림 4와

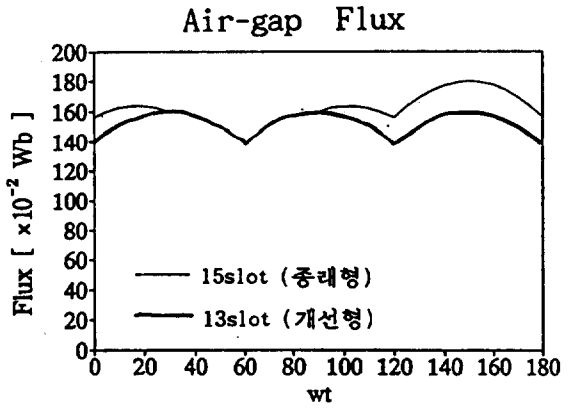
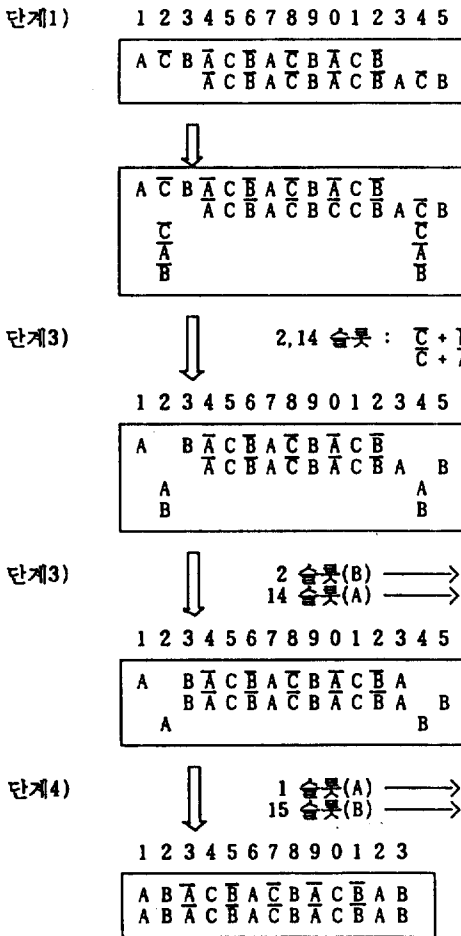


그림 8 공극자속
Fig. 8 Air gap flux.

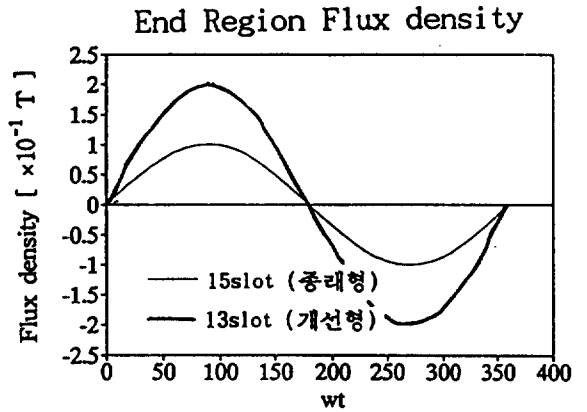


그림 9 단부자속밀도
Fig. 9 End region flux density

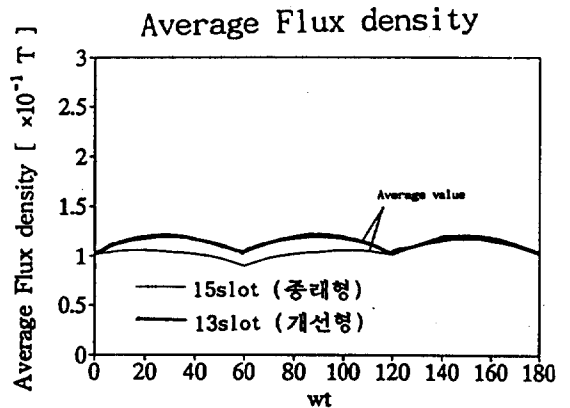


그림 10 평균공극자속
Fig. 10 Average air gap flux.

같은 15슬롯 구조의 3상 4극기를 대상으로 하여 검토하기로 한다.

사례연구에서 단계 1)의 첫번째가 종래형이며, 단계 4)의 결과가 개선형이다.

종래형과 개선형에 대한 공극자속, 단부에서의 자속밀도 및 평균공극자속의 변화는 각각 그림 8, 그림 9 및 그림 10과 같다.

여기에서 평균자속은 식 (6)을 이용하여 계산하였다.

$$\text{Average Flux} = \text{Flux}/L \quad (6)$$

L : 1차철심길이

3.4 공극자속밀도분포의 공간고조파해석

그림 1에서와 같이 임의위치 p점에 $i_v(t)$ 의 전류도체가 N_p 개 있을 때의 자속밀도분포에 대하여 1차철심길이 L을 반주기로 하는 푸리에급수를 이용하여 even extension하면 식(7)과 같다.

$$Bp(z,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\mu_0 \cdot Np \cdot i_v(t)}{n \cdot \pi \cdot g} \cdot \sin \frac{n \cdot \pi \cdot Zp}{L} \cdot \cos \frac{n \cdot \pi \cdot Z}{L} \right) \quad (7)$$

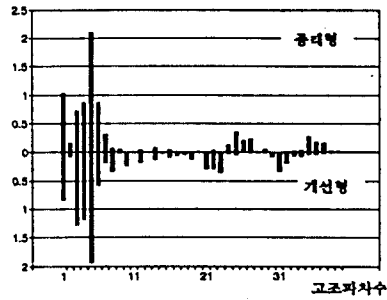
여기에서 n과 μ 는 각각 고조파의 차수와 입력 전류의 상을 나타낸다.

이제 각 슬롯에 위치한 전류도체가 동시에 작용하였을 경우에는 각 전류도체가 독립적으로 작용할 경우를 중첩시켜 식(8)과 같이 쓸 수 있으며, 식(8)로 부터 자속밀도분포의 각 공간고조파성분의 크기를 계산할 수 있다.

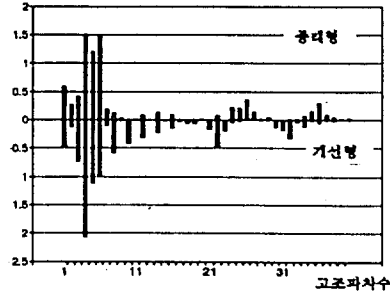
$$Bp(z,t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \sum_{p=1}^{sn} \left(\sum_{v=1}^m \frac{\mu_0 \cdot Np \cdot i_v(t)}{n \cdot \pi \cdot g} \cdot \sin \frac{n \cdot \pi \cdot Zp}{L} \right) \right\} \cdot \cos \frac{n \cdot \pi \cdot Z}{L} \quad (8)$$

여기에서 sn과 m은 각각 슬롯수와 상수를 나타낸다.

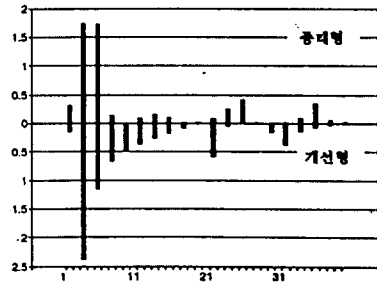
그림 11에 wt가 0°, 30°, 60°, 90°일 때 종래형과 개선형의 공간고조파성분을 비교하였다. 그림 11에서 횡축은 고조파차수를 나타내며, 종축이 각 고조파의 상대적인 크기를 나타내고있다. 본 연구에서는 40고조파 까지 만을 비교하였다. 여기에서 1차철심길이를 반주기로 하였기 때문에 제 5고조파가 실제의 극간격에 해당하는 성



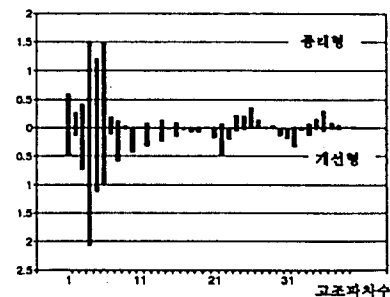
(a) wt = 0°



(b) wt = 30°



(c) wt = 60°



(d) wt = 90°

그림 11 공극자속밀도의 공간고조파
Fig. 11 Space harmonics of flux distribution.

분으로 추력을 발생시키는 데에 가장 크게 기여하는 성분이다.

이상의 검토 결과로부터 권선방법 개선 후의 개선형 모델이 종래형과 비교하여 평균공극자속이 증가하고, 시간변화에 따른 공극자속의 모듈레이션현상이 줄었으며, 공극자속밀도분포 특성이 다소 개선되었고 단부에서의 자속밀도가 높아졌음을 알 수 있다.

4. 무부하시험

전류도체법에 의한 계산결과를 검증하기 위해 종래형 3기종(3상 2극기 18슬롯, 3상 4극기 15슬롯, 6상 4극기 30슬롯)과, 이에 대응되는 개선형 3기종(3상 2극기 14슬롯, 3상 4극기 13슬롯, 6상 4극기 26슬롯)의 시작기를 제작하여 계산결과와 실측치를 그림 13에서 비교 검토하였다.

4.1 공극자속밀도 측정

공극자속밀도를 측정하기 위해 그림 12와 같이 측정회로를 구성하였으며, 시간변화(wt 변화)에 따른 모의 직류순시전류로 전체 전류도체를 동시에 독립여자하고 각 치의 중앙위치에 설치한 홀(Hall)소자의 출력전압을 측정하였다.

4.2 무부하시험 결과검토

3기종 중에서 3상 4극기 (종래형 15슬롯, 개선형 13슬롯)의 측정결과는 그림 13과 같으며, 무부하시에 전류도체법에 의한 계산결과와 실측치의 공극자속밀도분포를 비교해보면 부분적으로 다소 차이가 나타나는 하였으나 전반적인 분포는 잘 일치하고 있어 전류도체법에 대한 타당성을 확인할 수가 있었다. 나머지 2기종에 대해서도 3상 4극기와 거의 같은 결과를 나타내었다.

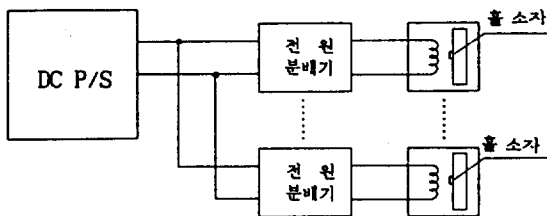


그림 12 공극자속밀도 측정장치

Fig. 12 Measuring circuit diagram of air gap flux density.

계산결과와 실측치가 부분적으로 차이가 나는 것은 측정용 시작기의 제작시에 발생한 공극길이의 불균일과 전원분배기(LM217T)의 입력전류의 조정오차 및 홀소자의 특성편차 등에 기인한 것으로 판단된다.

5. 유한요소법에 의한 부하특성해석

권선방법개선 전,후에 3상 입력전류에 의한 이동자계와 2차도체의 영향을 고려한 부하특성을 검토하기 위해 유한요소법을 이용하여 축대칭 3차원 해석을 하였다. 해석모델은 3상 4극기(종래형 15슬롯, 개선형 13슬롯)이며 해석모델의 제원은 표 1과 같다.

표 1 해석모델의 제원
Table 1 Brief spec. of the Analysis

1차 측정원	축방향길이	176.5, 153.5 [mm]
	슬롯 수	15, 13 [EA]
	내경	163.0 [mm]
	외경	53.0 [mm]
	슬롯 깊이	35.0 [mm]
	슬롯 폭	7.5 [mm]
	치 폭	4.0 [mm]
	공극길이	2.5 [mm]
2차 측정원	1차철심 비투자율	1000
	2차도체 두께	2.0 [mm]
	2차도체 도전율	$3.12 \times 10^7 [\mu/m]$
	back iron외경	44.0 [mm]
	back iron내경	32.0 [mm]
	back iron비투자율	300
	back iron도전율	$5.0 \times 10^6 [\mu/m]$

5.1 유한요소법의 적용

자기벡터포텐셜을 제변수로 하여 맥스웰 전자방정식으로 부터 축대칭 3차원장의 특성방정식을 유도하면 식(9)와 같다.[8][9]

$$\begin{aligned}
 [rot(v \cdot rot A)]_{\theta} &= \frac{\partial}{\partial z} (v \cdot rot A)_r - \frac{\partial}{\partial r} (v \cdot rot A)_z \\
 &= J_{\theta} + \sigma \left(-\frac{\partial A}{\partial t} - V \times \frac{\partial A}{\partial z} \right) \quad (9)
 \end{aligned}$$

여기에서 J_{θ} : 강제입력전류, σ : 도전율.

V : 도체이동속도, v : 자기저항율.

전류 J 와 자기벡터포텐셜 A 가 θ 방향 성분만을 갖고, 시간에 따라 정현적으로 변화하며, 속



사진 1 공극자속밀도 측정
Photo 1 Air gap flux density measurement.

도 V 는 z 축 방향 성분만을 갖는다고 하면 식(9)는 식(9-1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{v}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r A_\theta) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A_\theta}{\partial z} \right) = - [J_{0\theta} + \sigma(j\omega \cdot A_\theta + V_z \cdot \frac{\partial A_\theta}{\partial z})]$$

여기에서, A_θ : 자기벡터포텐셜의 θ 방향성분.
 ω : 강제입력전류의 각속도.
 V_z : 도체의 이동속도.

본 논문에서는 프로그램이 간단해지고 자속밀도를 쉽게 구할 수 있는 A_R ($A_R = r A_\theta$) 법을 이용하였다.

식(9-1)에 대한 범함수는 식(10)과 같다.

$$x = \int_D \frac{1}{2} \left[v \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_R}{\partial r} \right)^2 + v \left(\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_R}{\partial z} \right)^2 \right] \cdot 2\pi r \, dD - \int_D J_{0\theta} \cdot A_R \cdot 2\pi r \, dD + \sigma \int_D \left[\frac{j\omega}{r} \cdot A_R + \frac{V_z}{r} \cdot \frac{\partial A_R}{\partial z} \right] A_R \cdot 2\pi r \, dD \quad (10)$$

식(11)과 같이 보간함수를 이용하여 계절점의 포텐셜을 근사화시키고, 식(10)에 변분이론을 적용하여 전체 해석영역의 계방정식을 구성하면 식(12)와 같다.

$$A_R^{(e)} = \sum_1 N_1^{(e)} \cdot A_{R1}^{(e)} \quad (11)$$

여기에서, (e) : 요소를 나타내는 첨자.
보간함수 $N_1 = \frac{1}{2\Delta^{(e)}} (b_1 + c_1 \cdot r + d_1 \cdot z)$
 $\Delta^{(e)}$: 삼각형요소의 단면적.

$$([SR] + j[SI])(AR + jAI) = \{JR + jJI\} \quad (12)$$

식(12)에서의 각 계수행렬의 계수값은 각각 다음과 같다.

$$SR_{1,m} = -\frac{2\pi}{4\Delta^{(e)}} \frac{v}{r_0^{(e)}} (c_1 \cdot c_m + d_1 \cdot d_m) + \frac{2\pi \cdot \sigma \cdot V_z}{6r_0 v^{(e)}} d_1$$

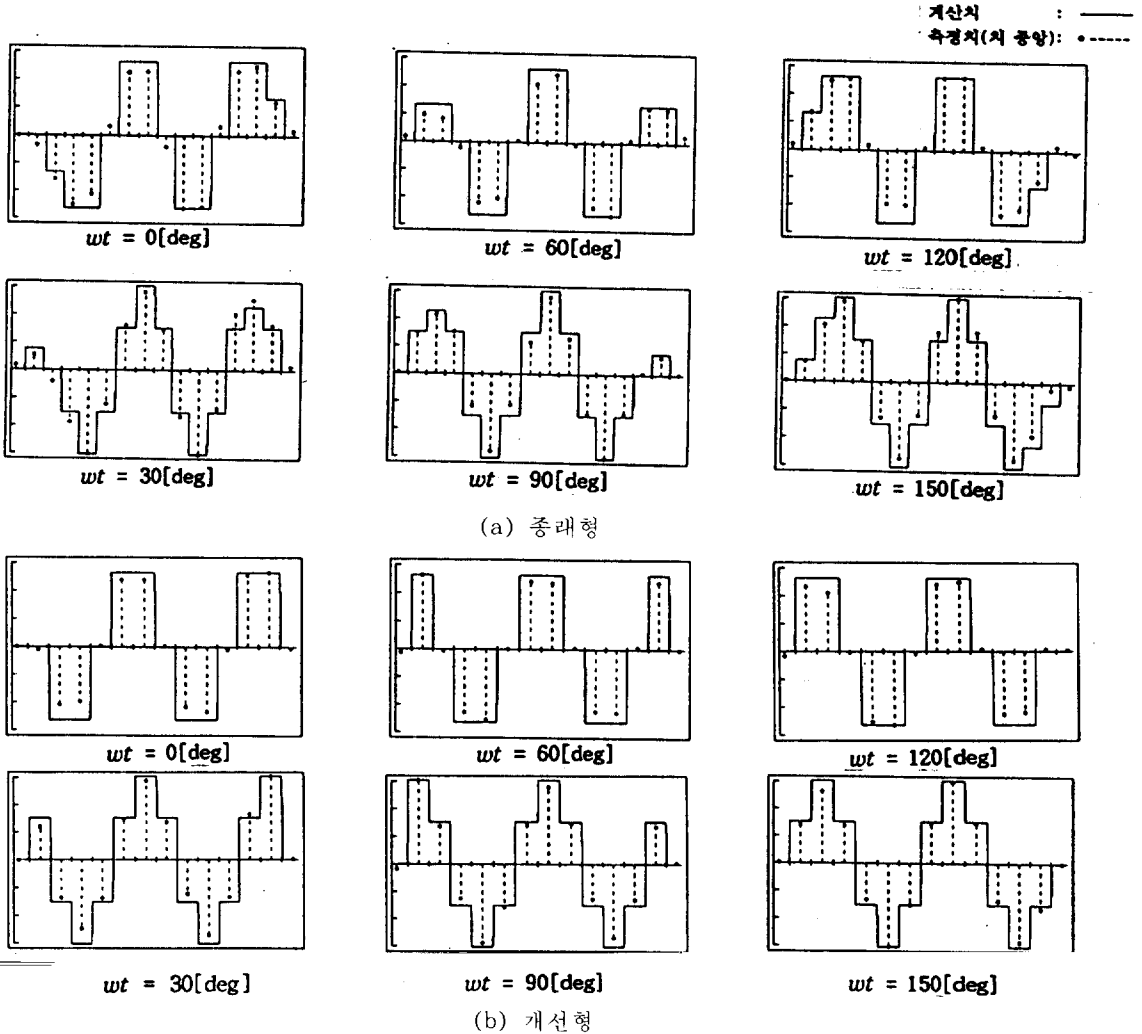


그림 13 공극자속밀도분포 (a)종래형 (b)개선형
Fig. 13 Air-gap flux distribution
 (a) Conventional type
 (b) Improved type.

$r_0^{(e)}$: 각 요소 평균반경.

$$S_{le, m} = 2\pi \cdot w \cdot \sigma \quad \Delta^{(e)}/6 (1 = m)$$

$$\Delta^{(e)}/12 (1 \neq m)$$

$$J_{R1} = J_m \cdot 2\pi \cdot \Delta^{(e)}/3$$

$$J_{I1} = 0.$$

이제 식(12)에서 미지수인 자기벡터포텐셜을 계산한 다음 식(13)으로부터 자속밀도를 계산한다.

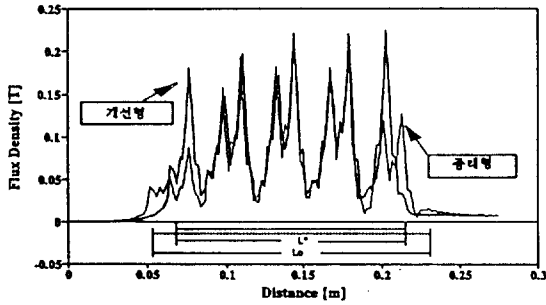
$$B_r = -\frac{a_{3e}}{r_0^{(e)}}$$

$$B_z = \frac{a_{2e}}{r_0^{(e)}} \quad (13)$$

$$a_{2e} = \frac{1}{2\Delta} {}^{(e)} (c_1 \cdot A_1 + c_m \cdot A_m + c_n \cdot A_n)$$

$$a_{3e} = \frac{1}{2\Delta} {}^{(e)} (d_1 \cdot A_1 + d_m \cdot A_m + d_n \cdot A_n)$$

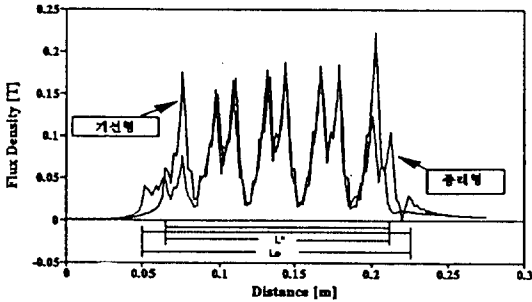
모터에 작용하는 추력은 맥스웰 응력을 이용하여 계산하였다.[10]



Lo : 종래형 (15slot)
1차철심길이.
L' : 개선형 (13slot)
1차철심길이.

그림 14 공극자속밀도분포
(wt = 0°, 슬립 = 0.6)

Fig. 14 Air-gap flux distribution
(wt = 0°, slip = 0.6)



Lo : 종래형 (15slot)
1차철심길이.
L' : 개선형 (13slot)
1차철심길이.

그림 15 공극자속밀도 분포
(wt = 0°, 슬립 = 1.0)

Fig. 15 Air-gap flux distribution
(wt = 0°, slip = 1.0)

즉, 적분경로를 공극의 중앙으로 하여 적분경로에 위치한 각 요소의 표면응력을 식(14)로부터 계산한 후, 식(15)를 이용하여 모터에 작용하는 추력을 계산하였다.

$$P^e = v_o(n^e \cdot B^e)B^e - \frac{v_o}{2}(B^e \cdot B^e)n^e \quad (14)$$

$$F = 2\pi \int_i P^e r dl \quad (15)$$

5.2 해석결과

wt = 0°이고 슬립이 0.6, 1.0 일때의 공극 중앙에서의 자속밀도분포를 그림 14와 15에 나타내었으며, 단위길이당 속도-추력특성곡선을 그림 16에 나타내었다.

부하특성 해석결과를 검토해보면 개선형의 공극자속밀도가 종래형과 비교하여 양단부를 제외한 중앙부에서는 거의 같으나 양단부에서의 자속밀도값이 현저히 높아져 있음을 알 수 있다. 또한 1차철심의 단위길이당 속도-추력특성은 개선형이 기동시를 포함한 전반적인 운전영역(슬립 0.1이상)에서 종래형에 비해 우수한 특성을 나타내고 있음을 알 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제안한 권선방법 개선안이 슬립이 0.5 정도의 운전영역을 정격운전영역으로 하는 기기에 대해서는 매우 효과적인 방법이라고 판단된다.

6. 결론

본 연구에서는 전기기기의 특성해석에 가장 중요한 공극자속밀도분포를 개념적으로 손쉽게 계산할 수 있는 전류도체법(one-Ampere conductor method)과 1차철심의 이용율을 높일 수 있는 효율적인 권선방법 개선안을 제시하였다.

무부하 시험결과 전류도체법의 타당성을 확인할 수 가 있었으며, 권선방법을 개선한 모델이 종래형에 비하여 공극자속분포의 공간고조파성분이 다소 감소하였고 시간변화에 따른 공극자속의 모듈레이션 현상도 개선되었음을 알 수 있었다.

유한요소법을 이용한 부하특성해석 결과 기

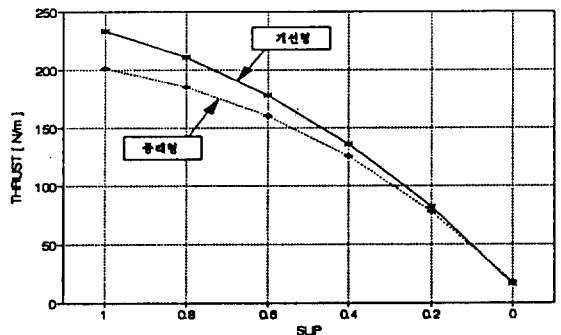


그림 16 단위 길이당 속도-추력특성곡선

Fig. 16 Speed characteristic of force per unit length.

동시를 포함한 전반적인 운전영역(슬립 0.1이상)에서 개선형이 종래형에 비하여 1차철심의 단위길이당 속도-추력 특성이 우수하게 나타났다.

이상의 결과로부터 권선방법을 개선한 개선형이 종래형에 비교하여 특성이 향상되었으며, 1차철심길이를 짧게하여 모터의 중량을 경감할 수가 있고, 1차철심의 이용율을 높일 수 있는 효율적인 권선방법으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] 日本電氣學會, 리ニア모터とその應用, 1984

[2] I. Boldea and S.A.Nasar, Linear Motion Electromagnetic systems, John Wiley & Sons., 1985

[3] Sakae Yamamura, Theory of Linear Induction Motors, University of Tokyo press, 1978

[4] Dal-Ho Im, "Research on the Method of

Calculating the Air-gap Magnetic Flux Distribution and Travelling Magnetic Field", Proceedings of Seoul International Conference on Electrical and Electronics Engineering, pp. 109-116, 1970

[5] 野中・吉田, "リニアモタの空間高調波解析", T.IEE Japan, Vol. 93-B, No. 89, pp. 89-96, 1973

[6] E.R.Laithwaite, Induction Machines for Special Purposes, Gerge Newnes. Ltd., London, 1976

[7] 小貫天, 若尾眞治, 笠原洋一, "角筒型リニア誘導機における推力特性向上を圖った一次電流分布の", T.IEE Japan, Vol. 112-D, No. 12, pp. 1179-1186, 1992

[8] 任達鎬, 電氣系の有限要素法, 東明社, 1987

[9] 中田高義, 電氣工學の有限要素法, 森北出版, 1881

[10] A. Jacobusa and W.Muller, "Numerical Solution of Forces and Torques", IEEE Trans., Mag-21, No. 6, pp. 2589-2592, 1985

저 자 소개



임달호(任達鎬)

1933년 7월 27일생. 1958년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1964년 동 대학원 졸업. 1972년 동 대학원·전기공학과 졸업(공박). 1989~90년 당학회 부회장 역임. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수. 당학회 평의원.



홍정표(洪正杓)

1959년 4월 17일생. 1983년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 졸업(석사). 1985~1989년 금성정밀(주) 중앙연구소. 1990~1991년 삼성전기(주) 종합연구소 선임연구원. 현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정.